UDC 621.313.223.012.6
621.316.71: 621.3.077.65

論 文

49-B 61

ジョーンズ回路方式を用いたサイリスタ チョッパによる直流他励電動機の運転特性

富山大学 柳 瀬 秋 夫

1. ま え が き

定電圧直流電源を用いた直流電動機の制御方法のうち、数多くの利点をもつチョッパ方式による制御方法はいろいろ研究開発され、広く実用化されているが、これらは主として転流回路方式の相違によるもので電動機の端子電圧波形は、いずれも方形波電圧か、あるいは、転流コンデンサの影響による近似三角波電圧をつけ加えた電圧波形によって一般的⁽¹⁾にあらわしている。

しかしながら、転流回路にオートトランスを用いたジョーンズチョッパ方式では転流コンデンサの影響を無視できる場合でも供給端子電圧は方形波ではなく、そのまま方形波電圧として解析すると当然異なったものとなる。しかるにこのジョーンズ回路を用いたチョッパ方式がしばしば用いられているにもかかわらず、これらの特性解析はあまりなされていない。

本論文はこれらの観点からジョーンズ回路を用いたチョッパ方式で電動機を制御する場合の出力電圧波形解析を行ない、新しい等価方形波電圧を算定する方法を設定して、定常状態における運転特性を解明した。

また、従来の等価方形波電圧による場合⁽²⁾と、本法による算定等価方形波電圧による場合とが電動機の運転特性がどのように相違するかを比較した。なお、以上の定常特性においてチョッパのくり返し周期が短くなり転流コンデンサが出力電圧波形に影響している場合も考慮して解析し、これを無視できる場合と無視できない場合にわけて筆者はそれぞれ二つのモードに区分し、合計四つのモードに大別して解析したが、そのモードの境界となる点では始動特性上非常に重要な

要素がある。特に近年電動車の発達に伴ないこれらに使用される電動機の始動、停止について大きく取り上げられてきたが、この点でもあまり論議が十分になされているとはいえない。そこで始動特性について定常特性の結果から比較的簡易な近似始動特性計算式を導出し、動作条件によってどのように推移していくかをあくすることができた。最後に、実測値と比較検討を加えたところ良好なる結果を得たので報告する。

2. ジョーンズ回路によるチョッパ電動機の等価回路

解析において次の仮定を行なった。

①電源電圧一定、②サイリスタのオン電圧及びダイオードの正方向電圧無視、③チョッパ動作中転流コンデンサの漏れ無視、④ダイオードの逆電流無視、⑤オートトランスの $M^2=L_1L_2$ 、⑥電動機の電気的時定数は機械的時定数にくらべて小さく無視、⑦一周期中の電動機速度一定とする。

第1図はジョーンズ回路を用いたチョッパの基本等価回路を示す。

SCR ①は電機子電流を流すSCRである。ゲートがトリガされると電流は蓄電池からオートトランス T_1 の巻線 L_1 を通してリアクトル L_m 及び抵抗 R_m によってあらわされる電機子へ流れる。電流が流れはじめると巻線 L_2 に電圧を誘起して、コンデンサ C を充電する。この充電はSCR ②がトリガされるまで続く、したがって、電機子電流が、いつ流れはじめようとも、 T_1 の作用により、コンデンサは常に充電されているから転流エネルギーはいつも確保されているので始動が安定していることが、このジョーンズ回路の特長の一つでもある。

第1図(a)において、SCR ①が点弧した直後を考えたと転流回路は(b)図と等価で、これを書き換える

Controlling Characteristics of a Separately Excited DC-Motor Driven by a Jonse circuit Thyristor Chopper. By A. YANASE, Member (Faculty of Engineering, Toyama University)
柳瀬秋夫: 正員, 富山大学工学部電気工学科

第1図 転流動作中 (0~t₂) の等価回路Fig. 1. Equivalent circuits of commutation interval (0~t₂).

と(b)図になる。オートトランスの一次側、すなわち L₁ 側に換算すると(d)図のようになる。また、L₁ 巻線の抵抗を R₁ とすれば第1図(a)の基本等価回路のチョッパ動作中 SCR ① が点弧した直後は、最終的に(e)図のように定電流 I_L を電流源とする等価回路をもってあらわすことができる。ただし、

$C_0' = L_2/L_1 \times C_0$, $e_{c_0}' = \sqrt{L_1/L_2} \times e_{c_0}$, I_L を一定とする。

3. 電圧・電流方程式

前項第1図(e)の等価回路より L₁ 巻線に流れる i_l は次により示される。

$$-E_{c_0}' + \frac{1}{C_0'} \int_0^t (i_c) dt = L_1 \frac{di_l}{dt} + R_1 i_l \quad (1)$$

$$i_l = I_L - \frac{E_{c_0}' + I_L R_1}{\omega L_1} e^{-\alpha t} \sin \omega t + I_L \frac{\omega_0}{\omega} e^{-\alpha t} \sin(\omega t - \varphi) \dots \dots \dots (2)$$

ただし、 $\omega_0^2 = 1/L_1 C_0'$, $\alpha = R_1/2L_1$, $\omega^2 = \omega_0^2 - \alpha^2 > 0$, $\varphi = \tan^{-1} \omega/\alpha$ 。もし、回路の損失が比較的小さければ $\omega_0 \gg \alpha$ となり、 $\omega_0 \approx \omega$, $X = \sqrt{L_1/C_0'} \approx \omega L_1 \approx 1/\omega C_0'$, $\alpha/\omega = R_1/2\omega L_1 \approx 1/2Q$, ($Q = X/R_1$), $\varphi \approx \pi/2$,

第2図 等価回路と電圧電流予想波形

Fig. 2. Equivalent circuit and predicted wave forms of voltage current.

$$\sin(\omega t - \varphi) \approx \cos \omega t.$$

半サイクル振幅比 $\kappa = \varepsilon^{-\pi/2Q}$ となり、(2)式は

$$i_l \approx I_L - \left\{ \frac{E_{c_0}'}{X} \sin \omega t + I_L \cos \omega t \right\} \kappa^{\omega t/\pi} \quad (3)$$

同様にして

$$e_{c_0}' \approx [E_{c_0}' \cos \omega t - I_L X \sin \omega t] \kappa^{\omega t/\pi} \quad (4)$$

終期条件は、 $i_c = I_L - i_l = 0$ となる。

したがって、転流コンデンサ C₀ の端子電圧及び L₁ 巻線に流れる電流 e_{c₀}, i_l の波形は第2図(a)となり E_{c₀}' の値は D₁ がオンとなった後の回路(c)より求めることができる。しかし、この場合、転流コンデンサの漏れを無視オートトランス T を理想的なものとして第2図(b)の t₅ 以後に SCR ① がオンとなれば E_{c₀} = $\sqrt{L_1/L_2} \times E$ として計算すればよく、周期 T が短くなり (t₄~t₅) 期間中でオンになれば、(t₄~t₅) の電圧は近似的に三角波と見なして周期 T に比例して計算すればよいが、後述するようにこの特性計算において関係がない。

4. 波形解析

第3図はジョーンズ電圧波形の (t₀~t₂) 期間中の e_{c₀}' の値、すなわち(4)式の電圧波形を示す説明図である。e_{c₀}' が 0 なる点の時間 t₁ は

第3図 電圧波形説明図

Fig. 3. Illustration of voltage wave forms.

$$E_{c_0}' \cos \omega t_1 = I_L X \sin \omega t_1$$

$$t_1 = \alpha_1 / \omega = 1 / \omega \tan^{-1} E_{c_0}' / I_L X \quad \dots \dots (5)$$

面積 $\Delta S'$ (e_{c_0}' の正の面積) は

$$\Delta S' = \int_0^{\alpha_1/\omega} (E_{c_0}' \cos \omega t - I_L X \sin \omega t) dt$$

$$= \frac{E_{c_0}'}{\omega} \sin \alpha_1 + \frac{I_L X}{\omega} (\cos \alpha_1 - 1) \dots (6)$$

面積 $\Delta S''$ (e_{c_0}' の負の面積)

$$\Delta S'' = \int_{\alpha_1/\omega}^{\pi/\omega} (E_{c_0}' \cos \omega t - I_L X \sin \omega t) dt$$

$$= \frac{E_{c_0}'}{\omega} \sin \alpha_1 + \frac{I_L X}{\omega} (\cos \alpha_1 + 1) \dots (7)$$

(6), (7)式より

$$\Delta S' - \Delta S'' = -2 I_L L_1 \dots \dots \dots (8)$$

$$-2 I_L L_1 / E = \Delta t_j \dots \dots \dots (9)$$

第4図において(a)図は従来一般に行なわれている方形波電圧であるが、この等価通電時間は(0~ t_5)である。しかるに、ジョーンズによる電圧波形は(b)図のようになり、これを方形波電圧に等価的に換算すると Δt_j だけ短縮され、(9)式によりその値は L_1 及び I_L に比例し、 E_{c_0}' に関係がない。このことが先述の E_{c_0}' が特性計算に無関係の理由である。

以上はSCR①のオン時間 t_3 が $t_3 > t_2$ の場合であるがチョッパの繰返し周期を短くすると、 $t_3 < t_2$ となり、(t_2 は転流回路常数によって決定される値 $t_2 = \pi / \omega = \pi \sqrt{L_2 C_0}$ である)第4図(b)の Δt_j の値は当然異なってくる。いま、第3図においてSCR①のオン時間を周期 T の N 分の1とすれば(8)式を求めたと同様にして

$\Delta S'''$ の面積 (e_{c_0}' の負の面積)

$$\Delta S''' = \int_{\alpha_1/\omega}^{T/N} (E_{c_0}' \cos \omega t - I_L X \sin \omega t) dt$$

第4図 等価方形波電圧説明図

Fig. 4. Illustration of equivalent square wave voltage.

$$= \frac{E_{c_0}'}{\omega} \left(\sin \frac{\omega}{N} T - \sin \alpha_1 \right)$$

$$+ \frac{I_L X}{\omega} \left(\cos \frac{\omega}{N} T - \cos \alpha_1 \right) \dots \dots (10)$$

(6), (10)式より

$$\Delta S' - \Delta S''' = \frac{E_{c_0}'}{\omega} \sin \frac{\omega}{N} T$$

$$+ \frac{I_L X}{\omega} \left(\cos \frac{\omega}{N} T - 1 \right)$$

$$\therefore \Delta S' - \Delta S''' = \sqrt{L_1 C_0} E \sin \frac{T}{N \sqrt{L_2 C_0}}$$

$$+ L_1 I_L \left(\cos \frac{T}{N \sqrt{L_2 C_0}} - 1 \right) \dots \dots (11)$$

また、

$$\Delta t_j' = \left[\sqrt{L_1 C_0} E \sin \frac{T}{N \sqrt{L_2 C_0}} \right.$$

$$\left. + L_1 I_L \left(\cos \frac{T}{N \sqrt{L_2 C_0}} - 1 \right) \right] / E$$

$$\dots \dots \dots (12)$$

すなわち、周期 T を短くしてSCR①のオン時間が t_2 より短くなった第4図(c)の場合は等価的に $\Delta t_j'$ だけ延長され、その値は(12)式になる。

以上、3~4項にわたり解析したジョーンズのひずみ波形も(9), (12)式を加味すれば方形波電圧として表わすことができる。次項で方形波電圧による電動機特性計算法について述べる。

5. 特性計算

第5図は転流コンデンサの影響を無視できない場合の電動機端子電圧、電流波形として一般によく知られており、計算式も精度が高く良い近似を示すことが発表⁽¹⁾されている。この場合、通電時間は等価通電時間を t_5 とする方形波で表わされるから、第5図の i_a , i_c は、

第 5 図 等価方形波電圧，電流波形

Fig. 5. Forms of equivalent square wave voltage and current.

$$i_d = \frac{E - E_c}{R_m} (1 - \varepsilon^{-t/T_e}) \quad (0 < t < t_3)$$

$$i_c = -\frac{E_c}{R_m} \{1 - \varepsilon^{-(t_5 - t_3)/T_e}\} \quad (t_3 < t < t_5)$$

ただし， $T_e = L_m/R_m$

したがって，平均電流 I_{av} 及び平均電圧 V_{av} は

$$\left. \begin{aligned} I_{av} &= \frac{1}{R_m} \frac{E t_3 - E_c t_6}{T} \\ V_{av} &= E_c + \frac{E t_5 - E_c t_6}{T} = E_c + I_{av} R_m \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

ただし， $E_c = K_e n$ ， K_e = 逆起電力係数， n = 電動機回転速度

となり，チョップで電動機を運転する場合，平均電圧 V_{av} ，平均電流 I_{av} ，逆起電力 E_c に関しては電動機に直流を加えた場合と全く同じ関係が成立することを示している。

簡単のため，下記のように係数化して整理すれば， $v_F = V_{av}/E$ (電圧係数)， $i_F = I_{av} R_m/E$ (電流係数)， $\alpha_c = E_c/E$ (速度係数)， $\alpha_F' = t_3/T$ (通電係数)， $\alpha_F = t_5/T$ (等価通電係数) とおけば下式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} i_F &= d_F - \alpha_c \frac{t_6}{T} \\ v_F &= \alpha_c + i_F \\ d_F &\approx d_F' \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (14)$$

$$t_6 = T_e \log_e \frac{E \varepsilon^{(T/T_e)d_F} - 1 + \alpha_c}{E} \quad \dots\dots\dots (15)$$

第 6 図は $\alpha_F' = 0.5$ としたときの i_F 対 v_F 及び α_c の計算結果を示した。

(a) 図のモード I の曲線部分は (14)，(15) 式の計算結果である。電流が増加して第 5 図で $t_6 = T$ となれば電流連続となり，(14) 式で $i_F = d_F - \alpha_c$ ， $v_F = d_F \approx d_F'$ となる。その結果をモード II として表示した。

また，周期 T をさらに小さくした場合，ジョーンズの特性の一要素である (12) 式及び転流コンデンサの影響が無視できなくなり，それによる等価通電時間の

第 6 図 電流係数対電圧，速度係数特性

Fig. 6. Graphs of current factor vs. voltage factor and speed factor vs. for different T/T_e .

延長すなわち，等価通電係数 α_F ($d_F' < d_F \ll 1$) の範囲内で増加するため，その計算値は (b) 図のようになる。

この場合，電流が減少すると転流コンデンサの影響によるためと，周期 T の減少のためジョーンズ回路特有の $\Delta t_j'$ により等価通電係数は急増し，やがて出力電圧も連続になる。この場合はもはや方形波電圧としてよりも，完全な直流電源電圧 E として動作し等価通電係数 $d_F = 1$ となる。それらをモード III 及び IV として表示した。

太い実線はジョーンズ回路の電圧波形を本法による新等価方形波電圧に換算して等価通電係数を求め，それより特性計算した値である。細い実線は従来の等価方形波電圧と仮定して計算した結果である。図において T/T_e が 2 以上では同一の i_F に対する v_F 及び α_c の値が従来のものより低いのは第 4 図 (b) または (9) 式による Δt_j によるものであり， T/T_e が 1 以下では (12) 式による $\Delta t_j'$ による等価通電係数の増加のためである。

6. 始動等価回路

これまではチョップ1周期中の電圧・電流及び速度の平均値に対する定常特性について述べたが、この項では以上の定常特性を利用した始動等価回路について論ずる。

直流他励電動機をチョップで運転する場合、その端子電圧電流特性は第7図(a)のように曲線及び直線にて表わされるが、いま動作点が曲線部分、すなわちモードIにあるとして、任意の電流値 $I_{av(n)}$ のとき $V_{av(n)}/I_{av(n)} = R_{F(n)}$ とすれば、電圧・電流特性は

$$E - I_{av(n)} R_{F(n)} = V_{av(n)} \dots \dots \dots (16)$$

であらわされる。したがって、第7図(b)~(e)のように電動機の供給端子電圧は、直流電源 E から直列抵抗 $R_{F(n)}$ を通じて電動機を始動する場合の等価回路をもってあらわすことができる。

また、電動機の無負荷始動時の機械系運動方程式は電気系に換算すると、コンデンサ C 、抵抗 R_A の並列回路としてあらわすことができるから、電動機の粘性摩擦係数が小さいものとすれば電動機の始動時定数は $R_m C$ となる。いま、電動機の電気的時定数は機械系時定数にくらべ一般に小さいので無視すると、始動時定数 $R_m C$ を有する電動機と等価電源回路第7図(b)~(e)の組合せによりサイリスタチョップで運転される電動機の始動特性を求めることができる。

第7図 始動時電源及び電動機の等価回路

Fig. 7. Equivalent circuit of source and motor for starting.

7. 始動特性計算

ここでは第6章で述べた定常特性を利用した、四つのモードの始動等価回路を用いた始動時の過渡現象について論ずる。

直流他励電動機を無負荷始動する場合に、電源電圧 E を供給したときの電流係数対時間特性を第8図の x 曲線とし、 E/m の直流電圧を供給したときの同特性を y 曲線とする。

いま、直流電圧が $E \sim E/m$ の範囲内の値にあれば電流係数対時間特性は x と y 曲線にかこまれる斜線内において、また、速度係数対時間特性は $x'y'$ にかこまれる斜線内において指数関数的に減衰あるいは上昇するが、チョップで運転される電動機の過渡特性は第6図(a)及び(b)に示されるような出力端子電圧係数が変化する過渡現象であるから、第7図(b), (d)のように端子電圧 $V_{av(n)}$ を始動経過時間とともに順次連けいすることによって得られ、これらよりモードI及びII, III, IVの全般的な始動特性の近似式を求めることができる。第8図の太い実線で示した曲線は $d_F' = 0.5$ におけるモードIIからIに転換した場合の i_F 対 t 特性の概要図である。以下にその特性計算式をモードI, II, III, IVにわけて述べる。

<7.1> モードII 電流係数と時間特性を求めるに解析の順序からモードIIより計算する。

電動機の無負荷始動特性は前述のように始動時定数は $R_m C$ であるから R_m と C の直列と考えてよくモードIIの動作中の電流を i_2 とすれば

$$R_m i_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt = V_{av}, \quad i_2 = \frac{d q}{d t}$$

第8図 始動特性説明図

Fig. 8. Illustration of starting characteristics.

$$i_2 = V_{av}/R_m \cdot \varepsilon^{-t/CR_m} \dots\dots\dots (17)$$

上式を係数 i_{F2} にとれば

$$\left. \begin{aligned} i_{F2} &= v_F \varepsilon^{-t/CR_m}, \quad \alpha_{C2} = v_F - i_{F2} \\ v_F &\approx \alpha_{F'}, \quad (t_{p1 \sim 10} > t > 0) \end{aligned} \right\} \dots (18)$$

(18)式において始動時定数 $R_m C$ が決まれば、モード II における電流係数及び速度係数対時間特性が求まる。第8図において i_{F2} で表わした。

〈7・2〉 モード I $t_{(n-1)}$ 以後の C の電荷 q の一般解は

$$q = C V_{av} + A \varepsilon^{-\{(t-t_{(n-1)})/CR_m\}}$$

$$V_{av} = d_F' E$$

$t = t_{n-1}$ で電圧、電荷を $V_{av(n-1)}, q_{(n-1)}$ とすれば

$$\begin{aligned} q_{(n-1)} &= C V_{av} - C V_{av(n-1)} \\ &\quad + C V_{av} (1 - \varepsilon^{-\{(t-t_{(n-1)})/CR_m\}}) \end{aligned}$$

ゆえに任意時間 t における q は

$$\begin{aligned} q &= C V_{av} + (C V_{av} - C V_{av(n-1)} \\ &\quad - C V_{av} \varepsilon^{-\{(t-t_{(n-1)})/CR_m\}}) \varepsilon^{-\{(t-t_{(n-1)})/CR_m\}} \end{aligned}$$

また、電流 $i_{(n-1)}$ は上式により

$$\begin{aligned} i_{(n-1)} &= [(V_{av(n-1)} - V_{av}/R_m) \\ &\quad + (V_{av}/R_m) \varepsilon^{-\{(t-t_{(n-1)})/CR_m\}}] \varepsilon^{-\{(t-t_{(n-1)})/CR_m\}} \end{aligned}$$

同様に電圧が $V_{av(n)}$ に上昇して t_n に達すれば電流 i_n は

$$\begin{aligned} i_n &= [(V_{av(n)} - V_{av(n-1)}/R_m) + i_{(n-1)}] \\ &\quad \times \varepsilon^{-\{(t-t_n)/CR_m\}} \dots\dots\dots (19) \end{aligned}$$

以下、同様に始動終了時刻 T_s まで繰返し計算すれば、モード II から転換後のモード I の電流が求まる。

(19)式を電流係数 $i_{F1(n)}$ にとれば

$$\left. \begin{aligned} i_{F1(n)} &= [v_{F(n)} - v_{F(n-1)} \\ &\quad + i_{F(n-1)}] \varepsilon^{-\{(t-t_n)/CR_m\}} \\ \alpha_{C1(n)} &= v_{F(n)} - i_{F1(n)} \\ (T_s > t > t_{p1 \sim 10}) \end{aligned} \right\} \dots\dots (20)$$

このモード I の電流係数を第8図に i_{F1} と表示した。

〈7・3〉 モード III 〈7・1〉 節のような場合は始動直後は電圧係数 $v_F \approx d_F'$ であったが、この場合は始動直後より電圧係数は変化（上昇）しているから、計算法は第6図(b)の結果を利用し、モード I を求めたと同様にすればよい。

したがって、 t_n 以後の電流係数 $i_{F3(n)}$ は

$$\left. \begin{aligned} i_{F3(n)} &= [v_{F(n)} - v_{F(n-1)} \\ &\quad + i_{F(n-1)}] \varepsilon^{-\{(t-t_n)/CR_m\}} \\ \alpha_{C3(n)} &= v_{F(n)} - i_{F3(n)} \\ (t_{p0 \sim 0.4} > t > 0) \end{aligned} \right\} \dots\dots (21)$$

以上、(19)~(21)式において第8図の電圧係数 v_F あるいは電流係数 i_F の分割幅を小さくすれば精度は

上がる。また $t_{p0.1 \sim 0.4}, t_{p1 \sim 10}$ はモード転換時刻、 T_s は最終一定速度到達時間を表わす。

〈7・4〉 モード IV モード III から IV に転換すれば $v_F = 1$ となる。したがって、モード IV の電流・電圧・速度係数特性は

$$\left. \begin{aligned} i_{F4} &= v_F \varepsilon^{-\{(t-t_{p0.1 \sim 0.4})/CR_m\}}, \quad \alpha_{C4} = v_F - i_{F4} \\ v_F &= 1, \quad (T_{s0.1 \sim 0.4} > t > t_{p0.1 \sim 0.4}) \end{aligned} \right\} \dots (22)$$

以上、(18)~(22)式により、チョップ方式による直流他励電動機の始動時の過渡特性は、定常特性第6図(a)に対する時間特性、すなわち、モード II より I に移行する状態と(b)図に対する時間特性、すなわちモード III より IV に移行する状態の二つに分けられる。ここで前者を始動特性モード I と呼び、後者を始動特性モード II と呼んで、その計算結果を通電係数 $d_F' = 0.5$ について第9図(a),(b)に示す。ただし電動機の機械系時定数を1として計算した。図からもわかるように電流及び速度の時間特性はモードの境界となる点で急変現象があり始動時間決定上非常に重要な要因になる。すなわち、始動特性モード I (a)図の始動直後、電動機の動作はモード II であり、電動機に $E \cdot d_F'$ の

第9図 速度・電流係数対時間特性

Fig. 9. Graphs of time vs. speed factor and current factor for different T/T_s .

直流電圧を供給した場合と全く同じ電流、及び速度係数時間特性である。

たとえば、 $d_F' = 0.5$ では直流電圧 $E/2$ の全電圧始動と同じで、 $t=0$ で $i_F = 0.5$ となり経過時間とともに指数関数的に減衰し、転換時刻 $P_{10} \sim P_1$ で、それぞれモードⅠに変わり電流及び速度の最終到達値になる。始動特性モードⅡにおいては始動直後の状態はモードⅢであり、始動時間経過とともに電圧が上昇しているが、この理由は転流コンデンサの影響と、ジョーンズ回路特有の周期 T の減少による等価通電係数増加のために起因するものである。つまり始動直後は電流が大きいので、コンデンサの影響が少く、ほとんど周期 T の減少のみによる等価通電係数の増加だけで、始動時間経過とともに電流が減少してくると、コンデンサの影響が次第に表われて両者の影響が加わり、等価通電係数は急激に増しやがてその値は 1 となる。このことは始動特性モードⅠにおけるモードⅠ、Ⅱの転換の場合と意味が少々異なることに注意されたい。また、始動特性モードⅡにおいては第 9 図(b)に示すように始動直後モードⅢであるが、モード転換時刻がそれぞれ $P_{0.1} \sim P_{0.4}$ でモードⅣにかわり直流電圧 $E = 1$ の全電圧駆動となって電流は減衰していく。以上の理由により始動特性モードⅠ ($T/T_e = 1.0$ 以上) では始動経過時間に対するモード転換順はⅡからⅠに変わり、始動特性モードⅡ ($T/T_e = 0.5$ 以下) ではⅢからⅣに転換するわけである。また、モード転換時刻において電流、速度に急変現象が見られる。

8. 実験結果

実験に使用した直流他励電動機は、45 V, 80 W, 3 A, 1,500 rpm 電機子抵抗及びインダクタンスの値は 5Ω , 25 mH である。負荷用に 45 V, 1.33 A, 60 W, 1,500 rpm の発電機を直結した。ジョーンズ回路の L_1, L_2 は 10 mH, 100 mH である。

第 10 図は第 6 図に対する実測値である。計算値と実測値に多少の相違があるのは主として SCR 及び放流ダイオードの電圧降下によるものと思われる。

以上よりジョーンズ回路の波形解析による新等価方形波電圧の換算論証の正しいことがわかる。

第 11 図はモード別によるオシログラムの速度及び電流の時間特性を示した。(a)は $T/T_e = 4$ における特性でありモード転換順はⅡからⅠへ変わり、(b)は $T/T_e = 0.4$ における特性でⅢよりⅣに変化している。

第 12 図は T/T_e 対始動時間特性である。実線は計算値で $\Delta, \bullet$ 印は実測値である。

この計算値は第 9 図(a), (b)より最終一定速度到達時間、すなわち無負荷電流係数に到達するまでの時間を近似的に始動時間とした。この無負荷電流係数を決定するにあたり、 $d_F' = 0.5$ のモードⅡ動作が全域にわたっている場合の i_{F0} の値を 0.05 と設定したためそれぞれの T/T_e に対する無負荷電流係数は、第 6 図より $i_F = 0.05$ における各 v_F の値を求め、その比 $0.5/v_F \times 0.05$ として求めた。したがって、電源電圧 E の直流全電圧始動の無負荷電流係数は 0.025 となる。ただし無負荷損を一定とした。実際はこれによる

第 10 図 電圧対電流特性実験値

Fig. 10. Measured voltage vs. current with calculated $d_F' = 0.5$.

第 11 図 始動特性オシログラム

Fig. 11. Oscillograms of speed and current for different mode.

影響は無視してさしつかえない。実測値は $t=5$ 秒で速度上昇の確認ができないので最終速度 αc_∞ と見なし $0.9\alpha c_\infty$ をもって実測の始動時間とした。また、計算値との比較については、45 V 全電圧始動した場合の実測始動時間は 0.8 秒であったので計算値の電源電圧 E の全電圧始動時間（無負荷電流係数 $=0.025$ までの近似理論時間 3.7 秒）との比を実測値倍して比較してある。

第 12 図において $T/T_e = \infty$ より 1 付近までは始動特性モード I の範囲である。この範囲ではモード I, II の転換時刻は、 T/T_e の減少とともに第 9 図(a)に示すように次第に遅くれ、かつ v_F の上昇こう配も急になってくるため始動時間は次第に長くなり、1 付近に近づくと等価通電係数は先述したように、ジョーンズ特有の dF' による結果、さらに急激に v_F が増加されるため始動時間は急増し、1 付近をピークとしてその後、始動特性モード II の範囲になり次第に減少している。この動作範囲ではモード III, IV の転換時刻が T/T_e の減少につれて $t=0$ に近づき始動時間もそれに相当する時間だけ短縮されて次第に全電圧の始動時間 3.7 秒に近づいていく。

図における $dF'=0.33, 0.66$ の $T/T_e=1$ 以下は回路の特性上実測不能であった。

9. む す び

サイリスタ、チョッパによる直流他励電動機の制御について、転流コンデンサが出力電圧に影響している場合も考慮すると、モード I, II, III, IV に分類され、それぞれ異なった特性を示すことがわかる。

ジョーンズ回路チョッパ方式による特性については新しい等価方形波電圧に換算する法を提案し、それによる計算値と実測値を比較したところ傾向が非常に一致した。また、従来の等価方形波による解析において、モード転換後の始動時定数の増加についてはよ

第 12 図 T/T_e 対始動時間特性実験値Fig. 12. Measured T/T_e vs. starting time with calculated $dF'=0.33, 0.5, 0.66$.

く知られていたが、始動特性モード I の転換時刻における電流の急変現象に起因する始動時間の延長について述べられていないようである。また、始動特性モード II の範囲内のモード III, IV の転換時刻においても同様に電流の急変現象が表われ、それによる始動時間は前者とは逆に短縮されることも実測によって確認した。

始動時間及び特性計算にあたり、電動機の機械系定数も実測して計算すれば、なおいっそうの信頼性をますものと思われるが、本論文では T/T_e に対する電圧、電流及び速度の時間特性の相関関係を論じるのがねらいであるため、随所に仮定値を用いて計算した。また、他励電動機以外の直流電動機の特性については稿をあらためて報告したい。

本文が今後ますます始動、停止を必要とするチョッパの応用が拡大されると思われるので、いくらかの参考になれば幸いである。

最後に本文の基本となった論文の著者、大阪府立大学の入江教官、ならびに本学 藤田助教授に貴重な文献を賜り厚くお礼申し上げます。

(昭和 48 年 8 月 2 日受付, 同 49 年 2 月 18 日再受付)

文 献

- (1) R. Parimelalagan & V. Rajagopalan: IEEE Trans. Industr. Gen. Appl. 7, 101 (1971-1)
- (2) 入江・藤井・石崎: 電学誌 88, 123 (昭 43-4)
- (3) 柳瀬: 昭 47 電気四学会北陸支部大会 No. 6
- (4) 竹内: SCR 回路理論と電動機制御への応用 227 (昭 43-5)
- (5) 今井・秦泉寺, 他訳: インバータ回路 157 (昭 45-2)
- (6) 東京芝浦電気(株)訳: SCR マニュアル 243 (昭 43-7)